

JP-A-S61-180299

A CODEC conversion apparatus for converting the code structure of the LPC communication network and a multi-path code system communication network so as to interface the mutual communication network, wherein the CODEC comprises: (1) a first code converter having a pitch period determining section, excitation sound source amplitude determining section, and a sound presence judging section and (2) a second code converter having a pitch period conversion section so as to convert the code structure of the PLPC system communication network into the multi-path code converting section.

⑫ 公開特許公報(A)

昭61-180299

⑤ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 昭和61年(1986)8月12日

G 10 L 9/14

7350-5D

審査請求 未請求 発明の数 1 (全 16 頁)

⑭ 発明の名称 コーデック変換装置

⑮ 特 願 昭60-21128

⑯ 出 願 昭60(1985)2月6日

⑰ 発 明 者 田 口 哲 東京都港区芝5丁目33番1号 日本電気株式会社内

⑱ 出 願 人 日本電気株式会社 東京都港区芝5丁目33番1号

⑲ 代 理 人 弁理士 内 原 晋

明 細 書

1. 発明の名称

コーデック変換装置

2. 特許請求の範囲

- (1) LPC (Linear Prediction Coefficient, 線形予測係数) ボコーダ系通信ネットワークとマルチパルス符号化方式系通信ネットワークとをインタフェースするために相互の通信ネットワークの符号構成を変換するコーデック(CODEC) 変換装置であつて、マルチパルス符号化方式系通信ネットワークによる信号を受け符号化されたマルチパルス列から音源のピッチ周期を決定するピッチ周期決定手段と、前記マルチパルス列からLPC合成フィルタを励振すべき励振パルス振幅もしくは励振雑音振幅を決定する励振音源振幅決定手段と、入力音声のスペクトル包絡情報を復号化して求めた一次の自己相関係数と符号化された入力音声の振

幅情報にもとづいて算出した音源電力とによつて入力音声の有無もしくは無声を判別する有声・無声判別手段とを備えてマルチパルス符号化方式の符号構成をLPCボコーダの符号構成に変換する第一の符号変換部と、LPCボコーダ系通信ネットワークによる信号を受けLPCボコーダによつて抽出され符号化されたピッチ周期情報を前記マルチパルス列の符号形式に変換して出力するピッチ周期符号変換手段を備えてLPCボコーダ系通信ネットワークの符号構成をマルチパルス符号化方式の符号構成に変換する第二の符号変換部とを備えて成ることを特徴とするコーデック変換装置。

- (2) 前記ピッチ周期決定手段がマルチパルス列のあらかじめ設定した有限区間を対象として算出した疑似自己相関係数の最大値を介してピッチ周期を決定するものであることを特徴とする特許請求範囲第(1)項記載のコーデック変換装置。
- (3) 前記疑似自己相関係数の最大値を介してピッチ周期を決定する場合ピッチ周期の検索範囲を

少なくとも3分割した各検索範囲においてそれぞれ最大値を検索し、さらに各最大値のうちの最大なものを検索して、ピッチ周期を仮決定するとともに仮決定したピッチ周期の整数分の1の近傍に検索範囲の最大値が存存する場合に、あらかじめ設定したピッチ周期判定重み付けを付与して再度ピッチ周期を決定する手段を有することを特徴とする特許請求範囲第(2)項記載のコーデック変換装置。

- (4) 分析フレームの過去数フレームにわたって算出されたピッチ周期を記憶し、このピッチ周期にもとづいてピッチ検索範囲を制御する手段を有することを特徴とする特許請求範囲第(3)項記載のコーデック変換装置。
- (5) 前記有声・無声判別手段における音源電力をマルチバース復号化手段を備えて算出することを特徴とする特許請求範囲第(1)項記載のコーデック変換装置。
- (6) 前記有声・無声判別手段における音源電力がマルチバース符号化方式の符号構成に含まれて

- 3 -

3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

本発明はコーデック変換装置に関し、特にLPCボコーダ系通信ネットワークとマルチバース符号化方式系通信系ネットワークとをインタフェースするために相互の通信ネットワークの符号構成を変換するコーデック変換装置に関する。

〔従来の技術〕

従来、異種の符号化方式を利用する2つのCODECを接続する場合にはいったんアナログ量の音声波形に変換したのち異なる符号化方式による符号化を実施する方法をとっている。

LPCボコーダ系通信ネットワークとマルチバース符号化方式系通信ネットワークとの間で行なう音声通信にあっても両コーデックの符号はいったんアナログ量の音声波形に変換してから相手方の符号に変換するという方式によって運用されている。

LPCボコーダ系通信ネットワークはLPCボコーダによって抽出される入力音声信号の特徴バ

いるマルチバース最大値の自乗値と音声合成フィルタのインパルス応答波形の自乗和とにもとづいて算出されたものであることを特徴とする特許請求範囲第(1)項記載のコーデック変換装置。

- (7) 正規化されたマルチバース振幅の自乗和の平均値に対応する重み付けを音源電力に付与する手段を有することを特徴とする特許請求範囲第(6)項記載のコーデック変換装置。
- (8) マルチバース符号化方式の符号構成に含まれているマルチバース最大値をインパルスの振幅とするインパルス応答波形の自乗和として算出した音源電力を前記有声・無声判別手段における音源電力とすることを特徴とする特許請求範囲第(1)項記載のコーデック変換装置。
- (9) 正規化されたマルチバース振幅の自乗和の平均値に対応する重み付けを音源電力に付与する手段を有することを特徴とする特許請求範囲第(8)項記載のコーデック変換装置。

- 4 -

ラメータ、すなわち α パラメータやKパラメータの如きLPCとしてのスペクトル包絡情報ならびに、入力音声信号からこのスペクトル情報を除いた残差信号としての音源情報とを所定の形式の符号に変化して入力音声信号の代りに送信側(分析側)から受信側(合成側)に送出し、受信側ではこれら特徴パラメータを利用しディジタル型の音声合成フィルタの係数にLPCを設定し、音声源情報でこれを駆動するという手段で入力音声信号を再生することを基本的な運用手段としている。上述した音源情報は入力音声信号のピッチ周期、有声/無声の別、ならびに音源の強さの3つの要素で表現され、LPCボコーダにあってはピッチ周期は通常、抽出ピッチ数に対応した繰返し数のパルスで、また無声音については白色雑音に置換えて表現している。

また、マルチバース符号化方式通信ネットワークは、LPCボコーダ系通信ネットワークにおいてスペクトル包絡情報とともに送出すべき音源情報を振幅と時間的位置が自由な複数のインパルス

- 5 -

- 6 -

系列、いわゆるマルチパルスで表現し、この場合このマルチパルスは、これを駆動音源として合成した合成波形と入力音声信号とが最もよく一致するように設定される。

これらLPCボコーダ系通信ネットワークやマルチパルス符号化方式系通信ネットワークはいずれも通常の符号化方式、たとえばPCM(Pulse Code Modulation)等と比してはるかに少ないデータビットレートで通信が可能であり、このため通信回線の大幅な効率化が図れるほか本質的に通信の秘匿化も行ない易いといった特徴を有し近時多用されつつある。

これらの通信ネットワークは同種のコーデックを介して通信を行なう場合、たとえばLPCボコーダ系通信ネットワーク相互間で通信を行なうような場合は勿論符号変換の必要はないが、異種のコーデックを介して通信を行なう場合すなわちLPCボコーダ系通信ネットワークとマルチパルス符号化系通信系の相互間で通信を行なう場合には符号変換が必要となる。

- 7 -

〔問題点を解決するための手段〕

本発明の装置は、LPCボコーダ系通信ネットワークとマルチパルス符号化方式系通信ネットワークとをインタフェースするために相互の通信ネットワークの符号構成を変換するコーデック(CODEC)変換装置であって、マルチパルス符号化方式系通信ネットワークによる信号を受け符号化されたマルチパルス列から音源のピッチ周期を決定するピッチ周期決定手段と前記マルチパルス列からLPC合成フィルタを励振すべき励振パルス振幅もしくは励振雑音振幅を決定する励振音源振幅決定手段と、入力音声のスペクトル包絡情報を符号化して求めた一次の自己相関係数と符号化された入力音声の振幅情報にもとづいて算出した音源電力とによって入力音声の有声もしくは無声を判別する有声・無声判別手段とを備えてマルチパルス符号化方式の符号構成をLPCボコーダの符号構成に変換する第一の符号変換部と、LPCボコーダ系通信ネットワークによる信号を受けLPCボコーダにより抽出され符号化されたピッチ周

- 9 -

従来の、異種のコーデックを接続する場合にはそれぞれの形式で符号化された送受信内容を一旦もとの音声波形に変換し、このアナログ量の音声波形を相手方の符号化形式のデジタル量に変換するという手法をとっている。

〔発明が解決しようとする問題点〕

しかしながら、上述した従来のコーデック変換装置には次に述べるような欠点がある。

すなわち、従来の手法によれば異種のコーデックを接続する場合には一旦音声波形レベルに変換して実施しているため音声波形変換処理による通信品質の劣化増大が避けられず、また処理のためのハードウェアの規模の増大も避けられないという欠点がある。

本発明の目的は上述した欠点を除去し、特徴パラメータの直接的変換を介して異種のコーデックを接続することにより音声波形変換処理による通信品質の劣化増大を根本的に排除し、また処理のためのハードウェアも小規模な構成で済むコーデック変換装置を提供することにある。

- 8 -

期情報を前記マルチパルス列の符号形式に変換して出力するピッチ周期符号変換手段を備えてLPCボコーダ系通信ネットワークの符号構成をマルチパルス符号化方式の符号構成に変換する第二の符号変換部とを備えて構成される。

〔実施例〕

次に図面を参照して本発明を詳細に説明する。

第1図は本発明のコーデック変換装置の基本的構成を示すブロック図である。

第1図に示すコーデック変換装置1は第1の符号変換部としての符号変換部(1)11、および第2の符号変換部としての符号変換部(2)12を備えて構成される。

第1図にはさらに、コーデック変換装置によって実行される符号変換を介して通信を行なう異種コーデックを有する2つの通信ネットワーク、すなわちマルチパルス符号化方式系ネットワーク2と、LPCボコーダ系通信ネットワーク3を併記して示している。

マルチパルス符号化方式系通信ネットワーク2

- 10 -

は電話等の音声通信端末器である端末器21-1～21-Nと、これら端末器を介して入力する音声信号を符号化し、また符号化された音声信号を復号化してもとの音声信号を再生するN個のコーデックとしてのマルチバース符号化方式コーデック22-1～22-Nと、これらN個のコーデックとLPCボコーダ系通信ネットワークのLPCボコーダ群とが任意の組合せて通信しうるように接続せしめるマルチバース符号化方式系交換機23とを備えて構成される。

マルチバース符号化方式コーデック22-1～22-Nは、端末器21-1～22-Nを介して入力した音声信号の特徴パラメータを符号化する場合、スペクトル包絡情報はLPCボコーダ系通信ネットワーク3と同じ内容のLPC係数を利用するが、音源情報はLPCボコーダ系通信ネットワーク3がピッチ周期および有声・無声ならびに音源の強さを利用して音源情報をモデル化して表現しているのに対し、マルチバース列を利用して音源のもつ波形情報を含んで音源情報を表現し、

-11-

タの係数として音合成フィルタを動作させ入力音声信号の再生を行なう。

LPCボコーダ系交換機33はこのようにして符号化された入力音声信号の符号化データをコーデック変換装置1を介してマルチバース符号化方式系通信ネットワーク2のいずれかのコーデックに供給し、またこのネットワークから送出された符号化データをコーデック変換装置1を介して受け、これをいずれかのボコーダに供給する交換動作を行なう。

第2図は本発明において利用するLPCボコーダによる符号構成の一例を示すLPCボコーダ符号構成図、第3図はマルチバース符号化方式コーデックによる符号構成の一例を示すマルチバース符号構成図である。

第2、3図に示す数字は入力音声の分析フレームごとに割当てるビット数のシリアル数を示し、またSは同期ビット、K1～K12はスペクトル包絡情報としての12次のKパラメータ、また第2図に示す振幅は音源の振幅情報を、またピッチ

-13-

これらスペクトル包絡情報と音源情報とを符号化して音声信号の代りに送出し、またこのような符号化情報を受けてこれを復号化したうえ音声合成フィルタを駆動して入力音声信号を再生するコーデックである。

一方、LPCボコーダ系通信ネットワーク3は、端末器31-1～31-Nを介して入力した入力音声信号をLPCボコーダ32-1～32-Nに供給し、公知のLPC分析技術を利用してαパラメータ、Kパラメータ等のLPC係数を所定の次数で抽出し、このスペクトル包絡情報を符号化する。また、音源情報はピッチ周期、有声・無声音の別、および音源の強さをそれぞれ公知の技術によって抽出したうえこれらを符号化して送出し、またこれら符号化情報を受けるとこれらを復号化したうえピッチ周期データは有声音の場合はピッチ周期に対応する繰返し数のパルスで、また無声音の場合は白色雑音でモデル化して音源の強さ情報とともにこれらを音声合成フィルタの駆動音源とし、また前述したLPC係数を音声合成フィル

-12-

は有声および無声を含むピッチ周期情報を示す。さらに第3図に示す最大振幅は分析フレームごとのマルチバース列の最大値を示し、また振幅1～振幅22は前記最大振幅を基準として正規化した22個のインパルスよりなるマルチバースのそれぞれの振幅値、パルス位置1～パルス位置22は22個のインパルスよりなるマルチバースの隣接相互間の距離をパラメータとして示すマルチバースの位置であり、パルス位置1のみは先頭パルスの分析フレーム開始時間位置から距離をパラメータとして表わしている。なお、第2図はデータレートが4800bps(bit per second)、分析フレーム長20mSEC、また第3図はデータレート14.4K(キロ)bps、分析フレーム長は20mSECである。

第2図および第3図からも明らかな如く、これら2つの符号構成はスペクトル包絡情報としてのKパラメータは同一の割当てビットで同一内容の符号化が行なわれているが、その他の音源情報に関しては互いに異なる内容の符号化が行なわれてい

-14-

る。第1図に示すコーデック変換装置は第2図に示す符号構成を第3図に示す符号構成に、また第3図に示す符号構成を第2図に示す符号構成に変換するものである。

第4図は本発明によるコーデック変換装置の第一の符号変換部の第1の実施例の構成を示すブロック図、第5図は本発明によるコーデック変換装置の第二の符号変換部の一実施例の構成を示すブロック図である。

第4図に示す第一の符号変換部としての符号変換部(1)11-1は、デマルチプレクサ111、ピッチ周期決定回路112、励振音源振幅決定回路113、有声/無声判別回路114、一次自己相関係数抽出回路115、音源電力算出回路116、マルチプレクサ117等を備えて構成される。

第4図において、マルチパルス符号化方式系通信ネットワーク2からデマルチプレクサ111に供給された符号化信号は第3図に示す内容の符号構成で分析フレームごとのスペクトル包絡情報としての12次の各Kパラメータデータと、それぞ

-15-

算出しこれを最小とするものを検索して最大値の時間位置情報としてのピッチ周期を知る方法等によって容易にピッチ周期を抽出することができる。

このようにして決定した分析フレームごとのピッチ周期データにはまた、有声/無声判別回路114から出力される分析フレームごとの有声/無声判別データが分析フレームごとに付与され、これらは第2図に示す符号構成のピッチ情報としてマルチプレクサ117に供給される。

励振音源振幅決定回路113も符号化マルチパルス情報と符号化最大振幅情報とを入力し、これらを復号化して分析フレームごとに22個のマルチパルスを再生する。このマルチパルスは入力音声信号のスペクトル分布情報からスペクトル包絡情報を除去した音源情報に良く近似を有するパルス列であり、マルチパルスポコードにあっては音声合成フィルタの励振音源パルスとして利用されるものである。励振音源振幅決定回路113は22個のマルチパルス列の振幅情報の自乗平均値を求めこれをその分析フレームを代表する代表振幅値

-17-

れの振幅と位置情報とが示されている22個のマルチパルス情報、ならびにマルチパルス列の最大値としての最大振幅情報に関する多重化信号でありデマルチプレクサ111によって多重化分離が行われ出力される。

ピッチ周期決定回路112は符号化マルチパルス情報と符号化最大振幅情報とを受け、分析フレーム当たり22個のマルチパルスの振幅および位置データを利用し入力音声信号のピッチ周期を次のようにして決定する。

マルチパルス列は入力音声に最も近い音声を再生しうる駆動音源系列を振幅と時間的位置が自由な複数のインパルス系列で表現したものであり、ピッチ周期抽出の場合にも前処理としてのこのマルチパルス列が決定されているときはこれを利用して容易にピッチ周期を求めることができる。

すなわち、マルチパルスの自己相関係数列を検索して得られる最大値の時間位置からマルチパルスの周期としてのピッチ周期データを得る方法、あるいはマルチパルス相互間の差分の絶対値和を

-16-

とし、この励振パルス振幅・雑音振幅情報を音源電力算出回路116およびマルチプレクサ117に供給する。

前述した有声/無声判別データは次のようにして発生する。

第2、3図に示す共通の符号構成の符号化スペクトル包絡情報は本実施例の場合12次のKパラメータを利用している。

これら符号化スペクトル包絡情報はそのままマルチプレクサ117に供給されるほか一次自己相関係数決定回路115にも供給される。

一次自己相関係数抽出回路115はこの入力を復号化したうえ自己相関は数演算回路によって一次の自己相関係数 ρ_1 、すなわちK₁を抽出する。この ρ_1 は入力音声の第1フォルマントとかなり良い対応をとることは多くの資料から明らかになっており、またこの ρ_1 の値は有声音と無声音に対応して明確な変化を示すことが多い。

本実施例の場合、符号化スペクトル包絡情報として12次のKパラメータを利用しているので ρ_1

-18-

を得る際には直接復号するだけ処理してもよいが、スペクトル包絡情報が運用目的に応じてLPC以外の他の表現形式に変換されている場合には一旦これをLPC表現に変換したうえでこれを復号化して一次の自己相関係数 ρ_1 を求める。こうして得られた ρ_1 は有声/無声判別回路114に供給される。

音源電力算出回路116は、励振音源振幅決定回路113から励振パルス振幅もしくは雑音振幅情報を受け、各分析フレームがこれら振幅情報による振幅値を振幅値の突効値とする有声音もしくは無声音区間であると見做してこの振幅情報にもとづいて各分析フレームの電力を算出しこれを短時間平均音源電力とする。有声音と無声音とでは、分析フレーム単位でその音源電力を比較すると一般的に言って有声音の方が高エネルギーで音源電力も高くなり、従って前記短時間平均音源電力の大小も有声、無声音の判定条として利用しうる。

有声/無声判別回路114はこうして入力した一次自己相関係数と短時間平均音源電力とをそれ

-19-

次のKパラメータを利用する分析フレームごとの符号化スペクトル包絡情報と音源の振幅情報はそのままマルチプレクサ1218に供給される。

さて、符号化ビット周期情報は第2図の符号構成にもとづき、かつ有声/無音データを含んだ内容のものとしてビット周期復号化器122に供給され復号化されたのちビット周期データはビットパルス列発生器1213に、また有声/無声データは分離されて切替器1214に供給される。

切替器1214は、入力した有声/無声データが有声を指定するときはビットパルス列発生器1213の出力をビット周期符号変換回路1217に、また有声/無声データが無声を指定するときはクリッパ1216の出力をビット周期符号変換回路1217に供給するように切替える。

ビットパルス列発生器1213はビット周期復号化器1212によって復号化されたビット周期データに対応するパルス間隔の繰返し数を有するパルスによるビットパルス列を発生し、有声/無声データが有声の場合はこれを切替器1214を介して

-21-

それあらかじめ設定した判定域値と比較しつつ分析フレームごとに有声、無声の別を判定する。

マルチプレクサ117はこうして入力した各符号化情報を所定の形式の多重化処理を行なってLPCボコーダ系通信ネットワーク3に送出し、かくして第3図に示す符号構成のコーデックから第2図に示す符号構成のコーデックに直接符号変換による送信が可能となる。

第5図に示す第二の符号変換部の一実施例としての符号変換部(2)12-1はデマルチプレクサ1211、ビット周期復号化器1212、ビットパルス列発生器1213、切替器1214、雑音発生器1215、クリッパ1216、ビット周期符号変換回路1217およびマルチプレクサ1218等を備えて構成される。

符号変換部(2)12-1はLPCボコーダ系通信ネットワーク3から多重化された符号化スペクトル包絡情報と符号化振幅情報ならびに符号化ビット周期情報をデマルチプレクサ1211に受け、これらを多重化分離する。これらの情報は第2図に示す符号構成にもとづいて符号化されており、12

-20-

ビット周期符号変換回路1217に供給する。

ビット周期符号変換回路1217は入力したビットパルス列を第3図に示す符号構成に変換するものであり、ビット周期に対応する繰返し数のパルスを1分析フレームあたりのマルチパルス個数分だけ、本実施例の場合は22個を対象とし前記等パルス間隔を第3図のパルス位置1〜パルス位置22の内容とするように変換する。

ビット周期符号変換回路1217はまた、分析フレームごとに符号化振幅情報を入力し、これを各分析フレームごとのマルチパルス列の振幅情報とする。すなわち、符号化振幅情報を復号化したものを正規化単位で表現し、これを第3図の振幅1〜振幅22に対応する内容とする。

前記した符号化振幅情報は第3図における最大振幅として利用され、従って第2図から第3図の形式に符号構成を変換する場合はLPCボコーダ系通信ネットワークにおいてLPCボコーダによって分析、抽出された分析フレームごとの振幅情報が第3図における最大振幅、かつマルチパルス

-22-

の振幅情報として利用されることとなる。

さて、有聲/無聲データが無聲を指定するとき
は、切替器124はクリッパ126の出力をピッチ
周期符号変換回路127に供給するように接続
される。

雑音発生器1215から出力する白色雑音はクリ
ッパ1216でその振幅の中央部分をクリッピング
し、クリッピング部分よりも上側と下側に残った
分だけを利用する、いわゆるセンタークリッピン
グを受ける。このセンタークリッピングの範囲は
このクリッピングを介して残される上記上側と下
側に存在する雑音パルスの総数がマルチパルスの
個数に等しいように分析フレームごとに設定され
る。これはクリッピング後に残るパルス数をカウ
ンドする形式で実施され、かくして設定されたラ
ンダム生起確率の22個のパルスのパルス位置は
パルス相互間の距離、先頭パルスは分析フレーム
開始点からの距離をもって表現され第3図に示す
パルス位置1～パルス位置22の符号構成に交換
される。

-23-

の自己相関係数列を検索して得られる最大値の時
間位置からピッチ周期を求めることを基本的手法
のひとつとしているが、第6図に示す符号変換部
(1)11-2のピッチ周期決定回路118は次の疑似
自己相関係数を介してピッチ周期を求めている。

疑似自己相関係数は自己相関係数を有限の区間
に対して求めたものであり、これによって所要演
算量の減少を図るものである。

疑似自己相関係数は次の(1)式で示される。

$$\varphi = \frac{\sum_{j=1}^n W_j \cdot W_{j+i}}{\sqrt{\left(\sum_{j=1}^n W_j^2\right) \cdot \left(\sum_{j=1}^n W_{j+i}^2\right)}} \quad (1)$$

(1)式においてjはマルチパルス切出し窓位置の
対応マルチパルス番号、nはjから有限区間のマ
ルチパルスの数、iはjからの位置シフト量 W_j 、
 W_{j+i} はそれぞれjおよびj+iのパルス位置に
おけるマルチパルスである。

(1)式の意味することはパルス位置がiだけ離れ
たそれぞれn個のマルチパルス列の相互相関をと

また、この場合の振幅情報は有聲の場合と同じ
く、分析フレームごとの符号化振幅情報を利用し
第3図に示す振幅1～振幅22の符号構成にもと
づいて交換される。

このようにして第2図に示す符号構成にもとづ
いて形成されたLPCボコーダ系通信ネットワー
ク3の送信信号が第3図に示す符号構成に対応し
て符号変換が行なわれパルス符号化方式系通信ネ
ットワーク2に供給される。

次に第一の符号変換部の第2の実施例について
説明する。

第一の符号変換部の第2の実施例は第4図にお
けるピッチ周期決定回路がマルチパルス列の疑似
自己相関係数列の最大値を介してピッチ周期を決
定する内容のものに交換するものである。

第6図は第一の符号変換部の第2の実施例を示
すブロック図である。

第4図に示すピッチ周期決定回路112は、入
力した符号化マルチパルス情報を復号化してマル
チパルス列を再生したのちこれらマルチパルス列

-24-

るという形式でマルチパルスの有限区間に対して
算定したのが疑似自己相関係数 φ_i であり、ピッ
チ周期決定回路118はこの疑似自己相関係数 φ_i
を算出したうえその最大値を検索しその時間位置
からピッチ周期を求めようとするものである。

第7図は本発明によるコーデック変換装置の第
一の符号変換部の第3の実施例の構成を示すブロ
ック図である。

第7図に示す符号変換部(1)11-3の構成は、
疑似自己相関係数算出器119、最大値検索器(1)
120、最大値検索器(2)121、最大値検索器(3)
122およびピッチ周期判定回路123のほかに
すべて第4図に示す第1の実施例の構成内容と同
様であるのでこれらに関する詳細な説明は省略す
る。

第7図に示す疑似自己相関係数算出器119は
前述した第2の実施例における疑似自己相関係数
を算出するものであり、符号化マルチパルス情報
を復号化したうえ疑似自己相関係数を算出してこ
れを最大値検索器(1)120、(2)121および(3)122

-25-

-26-

にそれぞれ供給する。これら3個の最大値検索器はそれぞれの検索区間が、疑似自己相関係数列の最大値を介して検索すべきピッチ周期検索範囲を3分割した検索区間を有し、分割された各検索区間における疑似自己相関係数列の最大値をそれぞれ検索したうえこれら最大値までの時間遅れをピッチ周期判定回路123に供給する。

ピッチ周期判定回路123は、こうして入力した各検索区間における3個の疑似自己相関係数最大値までの時間遅れデータから求まるピッチ周期の最大値のうちのさらに最大なものを判定したうえ一旦これを仮ピッチ周期として仮決定する。そしてこの仮ピッチ周期の整数分の1以内の時間位置に他の検索区間のピッチ周期最大値が存在する場合には音声資料等にもとづいてあらかじめ設定した重み付け係数を勘案して再度ピッチ周期を決定する。ピッチ周期判定回路122はこうして確実にピッチ周期を決定する判定論理回路を有し、有声/無声判別回路114から有声/無声判別データを分析フレームごと供給されつつピッチ周

-27-

を図っている。

次に本発明によるコーデック変換装置の第一の符号変換部の第5の実施例について説明する。

この第5の実施例の符号変換部(1)11-5は第4図によって説明した第1の実施例における有声/無声判別手段が、符号化スペクトル包絡情報から求めた一次自己相関係数と、マルチパルス符号化方式によって符号化されている音源の振幅情報を直接的に利用して求めた音源電力とを判定要素としているのに対し、この音源電力を符号化マルチパルス列を復号化して再生したうえこのマルチパルス列から求まる音源波形の実効値を介して分析フレームごとの短時間平均音源電力を求めるものである。

第9図は第一の符号変換部の第5の実施例の構成を示すブロック図である。

第9図に示す音源電力算出回路125は、符号化マルチパルスを復号化してマルチパルス列を再生し、このマルチパルス列にもとづいて音源波形を再生しこの実効値レベルから分析フレームごと

-29-

期を決定しこれを符号化してマルチプレクサ117に供給する。

本実施例においては、ピッチ周期の検索範囲を3分割しているが、これは3分割以上何分割としても差支えなく運用目的等を勘案して任意に設定しうるものである。

第8図は本発明のコーデック変換装置の第一の符号変換部の第4の実施例の構成を示すブロック図である。

第8図に示す第4の実施例の符号変換部(1)11-4は、第7図に示す第3の実施例にピッチメモリ124を付加した点のみが異なる。

ピッチメモリ124は、ピッチ周期判定回路122から出力されるピッチ周期を数フレーム程度記憶しておきこれをピッチ周期判定回路123に供給してピッチ周期判定処理を容易ならしめ、さらにこれら過去のピッチ周期にもとづいてピッチ検索範囲を伸縮制御する検索範囲制御信号を出力し、これによって最大値検索器(1)120、(2)121、(3)122の各検索範囲を制御し、検索効率の向上

-28-

の短時間平均音源電力を算出しこれを有声/無声判別回路114に供給する。

次に第一の符号変換部の第6の実施例について説明する。

第10図は第6の実施例の符号変換部(1)11-6の構成を示すブロック図である。

この第6の実施例は第4図に示す第1の実施例において、マルチパルス符号化方式の符号構成に含まれているマルチパルスの最大振幅の自乗値と、音声合成フィルタのインパルス応答波形の自乗和ともとづいて算出する音源電力を有声/無声の判別条件として利用するものであり、第1の実施例の場合に比しより正確な音源電力を反映するものであり従って判別精度も向上しうるものである。

第10図において符号化最大振幅情報は最大振幅復号化回路126によって復号化されたあと、自乗演算回路127によってその自乗値を算出しこれを励振音源としてLPC合成フィルタ128に供給する。このようにして供給された励振音源はマルチパルス符号化方式による各分析フレーム

-30-

ごとのマルチパルス最大値の自乗値であり、最大振幅マルチパルスはこの自乗処理によって正パルス化されたいえ各分析フレームの音源電力に対応するものとしてLPC合成フィルタ128に供給される。全極型デジタルフィルタを利用するLPC合成フィルタ128はまた、一次自己相関係数抽出回路115から12次のKパラメータを供給されてこれをフィルタ係数とし前記励振音源によって駆動され、かくして分析フレームごとにマルチパルス最大値の自乗和によって駆動されるインパルス応答波形がLPC合成フィルタ128から出力される。

このようにして出力されたインパルス応答波形は次にインパルス応答電力算出回路129に供給されたいえその電力を算出される。この電力は合成波形の電力に接近したものとして有声/無声判別回路114に供給される。

第11図は第一の符号変換部の第7の実施例の構成を示すブロック図である。次に第11図を参照しつつ第7の実施例について説明する。

-31-

を実行する。

次に本発明による第一の符号変換部の第8の実施例について説明する。

第12図は第一の符号変換部の第8の実施例の構成を示すブロック図である。

第12図に示す符号変換部(1)11-8は、第4図に示す第1の実施例において、マルチパルス符号化方式の符号構成に含まれているマルチパルス最大値をインパルスの振幅とするインパルス応答波形の自乗和として算出される音源電力を有声/無声判定に利用するものであり、具体的には第10図に示す第6の実施例がマルチパルス符号化方式の符号構成に含まれているマルチパルス最大値の自乗値をLPC合成フィルタの励振インパルスとするのに対し、マルチパルス最大値を励振インパルスの振幅とするものであり、第12図に示す如くマルチパルス最大値に対応する振幅のインパルスをインパルス発生器133によって発生しこれをLPC合成フィルタ128の励振音源として供給する。

-33-

第7の実施例は第10図に示す第6の実施例において、正規化されたマルチパルスの振幅の自乗和平均値に対応した重み付けを音源電力に付与するものである。

第11図に示す符号変換部(1)11-7は、符号化マルチパルス情報と符号化最大振幅情報とをマルチパルス復号化回路130に供給しマルチパルス列を再生する。このマルチパルス再生にあたってはマルチパルスの振幅の正規化を行ない、分析ごとの最大値を含むすべてのマルチパルスが正規化値として出力され、次に自乗和平均算出回路131で自乗和平均値を算出される。このようにして算出された分析フレームごとの自乗和平均値は各分析フレームごとの音源電力レベルに対応した値を有しこれによって音源電力に重み付けを付与すればさらに精度の高い音源電力が有声/無声判別に利用できることとなる。

乗算回路132はこのような重み付け乗算を実施したあとこの重み付け音源電力を有声/無声判別回路114に供給し、高精度の有声/無声判別

-32-

最後に本発明のコーデック変換装置の第一の符号変換部の第9の実施例について説明する。

第13図は本発明の第9の実施例の構成を示すブロック図である。

第13図に示す第9の実施例は、第12図に示す第8の実施例における音源電力に対し、正規化されたマルチパルスの振幅の自乗和平均値による重み付けを付与するものであってインパルス応答電力算出回路129の出力に対し自乗和平均算出回路131の出力を重み係数として乗算回路132によって付与し、この分精度の高い有声/無声判別を可能としている。

本発明の目的は、符号化パラメータの直接的変換を介して異種のコーデックを接続しうる点に基本的特徴を有するものであり、前記した第1～第9の実施例の変形も種種考えられる。

たとえば、第13図に示す第9の実施例におけるピッチ周期決定回路112は、これを他のピッチ周期決定手段、たとえば第6図、第7図もしくは第8図に示す第2、第3もしくは第4の実施例

-34-

に示すピッチ周期決定手段と置換してもよく、この場合それぞれのピッチ周期決定手段の特徴が加味されたものとなる。また、このようにして第1から第9までの構成の組合せによる他の変形も種々容易に考えることができ、これらはいずれも本発明の主旨を損なうことなく容易に実施できる。

〔発明の効果〕

以上説明した如く本発明によれば、LPCボコーダ系通信ネットワークとマルチパルス符号化系通信ネットワークとをインタフェースするために相互の通信ネットワークの符号構成を交換するコーデック変換装置において、入力音声の符号化特徴パラメータを直接的に変換する符号変換手段を備えて異種コーデックを接続することにより、通信品質の劣化増大を根本的に排除し、また処理時間を大幅に短縮するとともにハードウェア構成も著しく簡素化しうるコーデック変換装置が実現できるといふ効果がある。

-35-

端末器、22-1~22-N……マルチパルス符号化方式コーデック、23……マルチパルス符号化方式系送受信局、31-1~31-N……端末器、32-1~32-N……LPCボコーダ、33……LPCボコーダ系交換機、111……デマルチプレクサ、112……ピッチ周期決定回路、113……励振音源振幅決定回路、114……有声/無声判別回路、115……一次自己相関係数抽出回路、116……音源電力算出回路、117……デマルチプレクサ、118……ピッチ周期決定回路、119……疑似自己相関係数算出器、120……最大値検索器(1)、121……最大値検索器(2)、122……最大値検索器(3)、123……ピッチ周期判定回路、124……ピッチメモリ、125……音源電力算出回路、126……最大振幅復号化回路、127……自乗演算回路、128……LPC合成フィルタ、129……インパルス応答電力算出回路、130……マルチパルス復号化回路、131……自乗和平均算出回路、132……乗算回路、133……インパルス発生器、

-37-

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明のコーデック変換装置の基本的構成を示すブロック図、第2図は本発明において利用するLPCボコーダ符号構成図、第3図は本発明において利用するマルチパルス符号構成図、第4図は本発明によるコーデック変換装置の第一の符号変換部の第1の実施例の構成を示すブロック図、第5図は本発明によるコーデック変換装置の第二の符号変換部の一実施例を示すブロック図、第6図、第7図、第8図、第9図、第10図、第11図、第12図および第13図は本発明によるコーデック変換装置の第一符号変換のそれぞれ第2、第3、第4、第5、第6、第7、第8および第9の実施例の構成を示すブロック図である。

1……コーデック変換装置、2……マルチパルス符号系交換機、3……LPCボコーダ系通信ネットワーク、11、11-1、11-2、11-3、11-4、11-5、11-6、11-7、11-8、11-9……符号変換部(1)、12、12-1……符号変換部(2)、21-1~21-N……

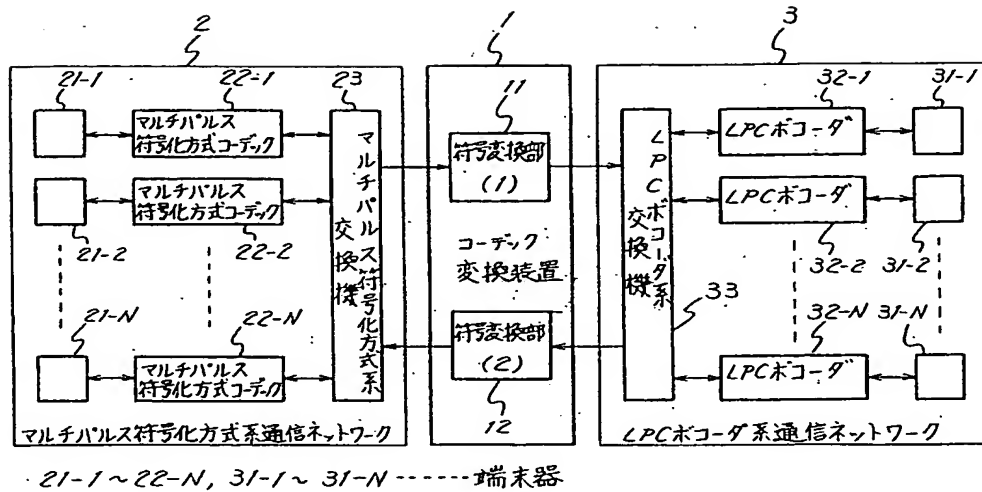
-36-

1211……デマルチプレクサ、1212……ピッチ周期復号化器、1213……ピッチパルス列発生器、1214……切替器、1215……雑音発生器、1216……クリップ、1217……ピッチ周期符号変換回路、1218……マルチプレクサ。

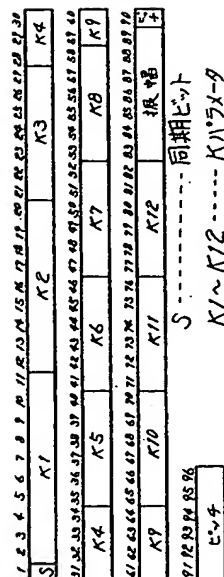
代理人 弁理士 内 原 晋



-38-



第 1 区

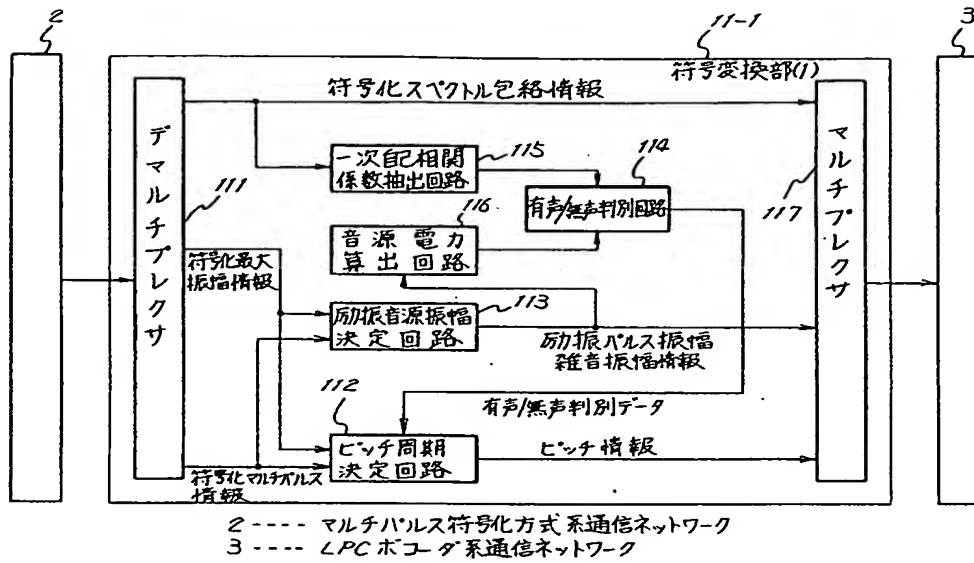


第 2 頁

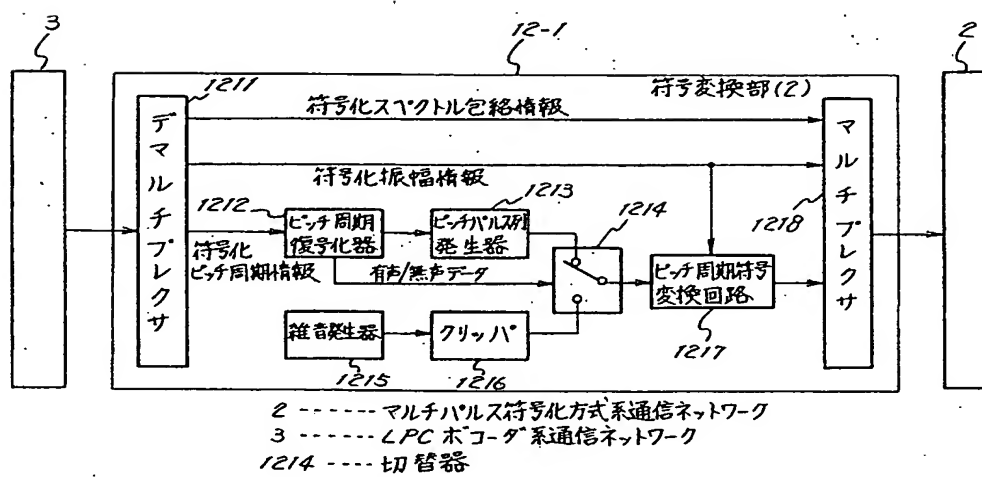
S	K1	K2	K3	K4
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30				
K4	K5	K6	K7	K8
41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60				
K9	K10	K11	K12	最大报福
61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72 73 74 75 76 77 78 79 80				
报福1	2	3	4	5
81 82 83 84 85 86 87 88 89 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99 100				
7	8	9	10	11
101 102 103 104 105 106 107 108 109 110 111 112 113 114 115 116 117 118 119 120				
13	14	15	16	17
121 122 123 124 125 126 127 128 129 130 131 132 133 134 135 136 137 138 139 140				
19	20	21	22	23
141 142 143 144 145 146 147 148 149 150 151 152 153 154 155 156 157 158 159 160				
25	26	27	28	29
161 162 163 164 165 166 167 168 169 170 171 172 173 174 175 176 177 178 179 180				
3	4	5	6	7
181 182 183 184 185 186 187 188 189 190 191 192 193 194 195 196 197 198 199 200				
11	12	13	14	15
201 202 203 204 205 206 207 208 209 210 211 212 213 214 215 216 217 218 219 220				
19	20	21	22	23
221 222 223 224 225 226 227 228 229 230 231 232 233 234 235 236 237 238 239 240				
27	28	29	30	31
241 242 243 244 245 246 247 248 249 250 251 252 253 254 255 256 257 258 259 260				
271 272 273 274 275 276 277 278 279 280 281 282 283 284 285 286 287 288 289 290				
29	30	31	32	33

最大振幅……マルチパルス系列の最大道
振幅、パルス位置……マルチパルスへの22の
振幅およびパルス位置

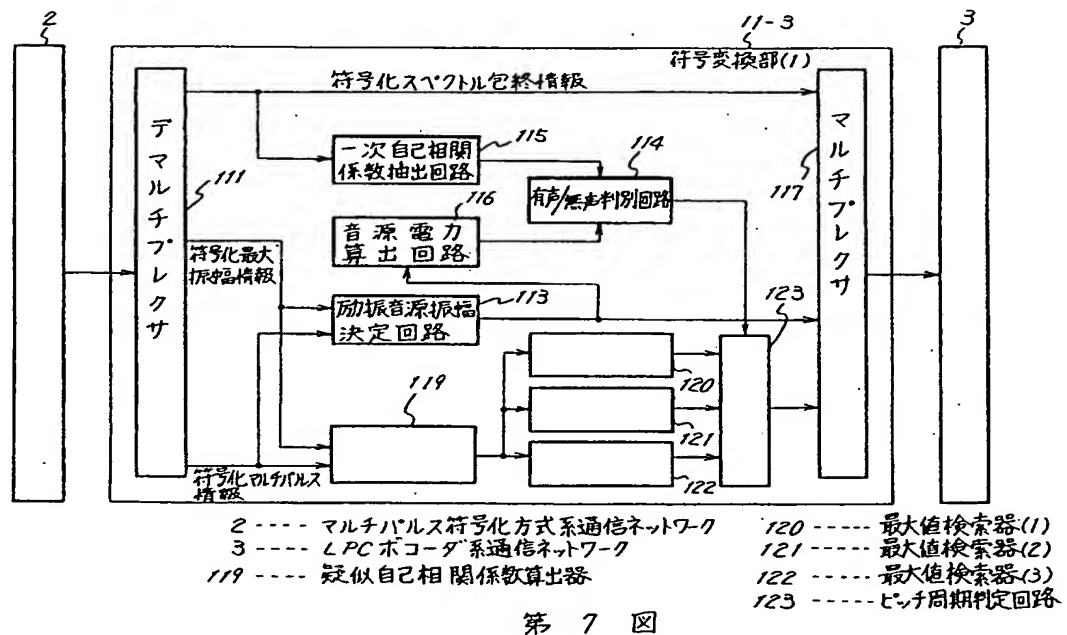
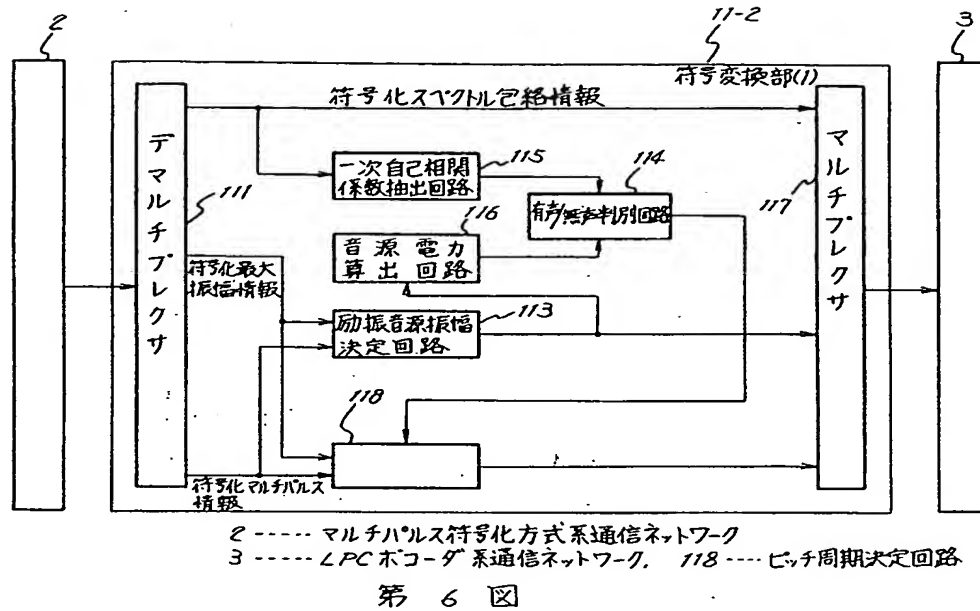
第 3 卷

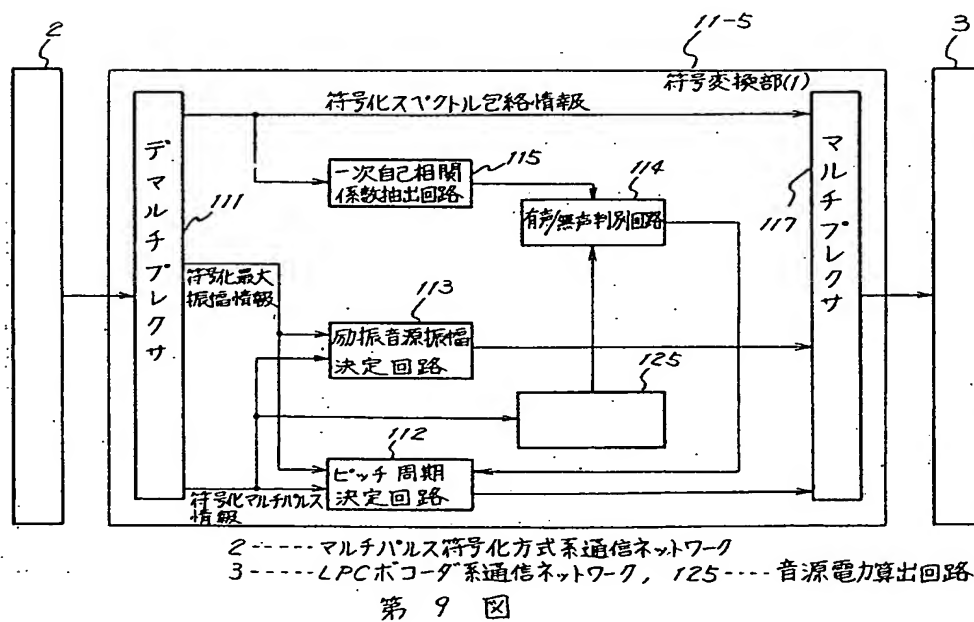
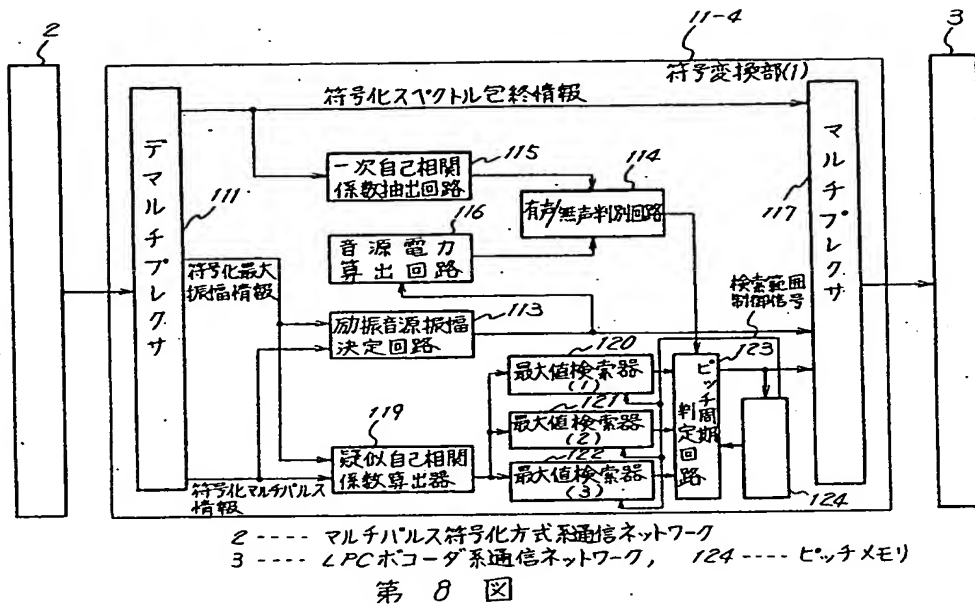


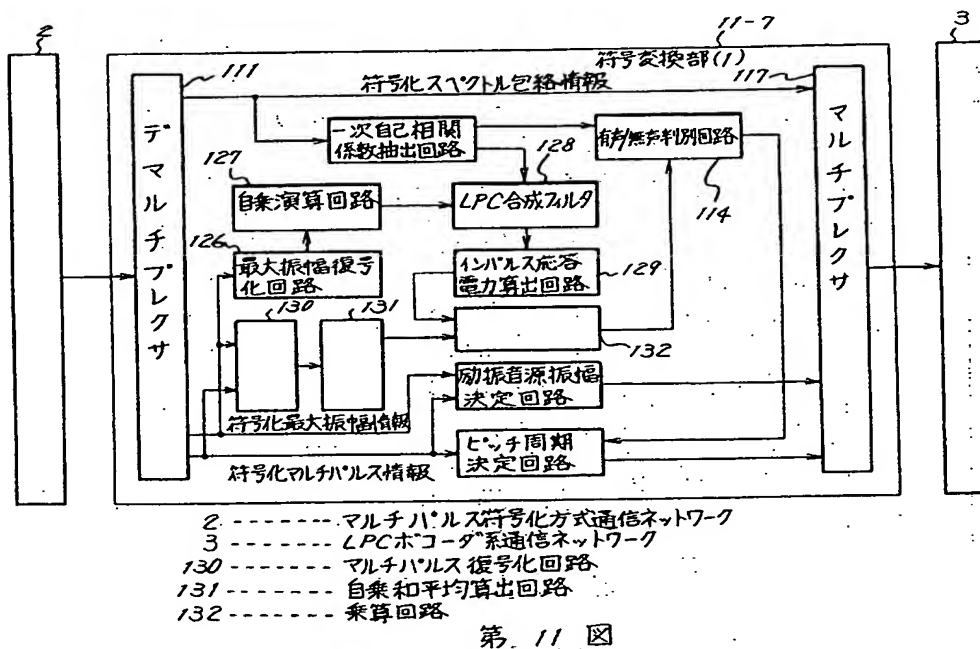
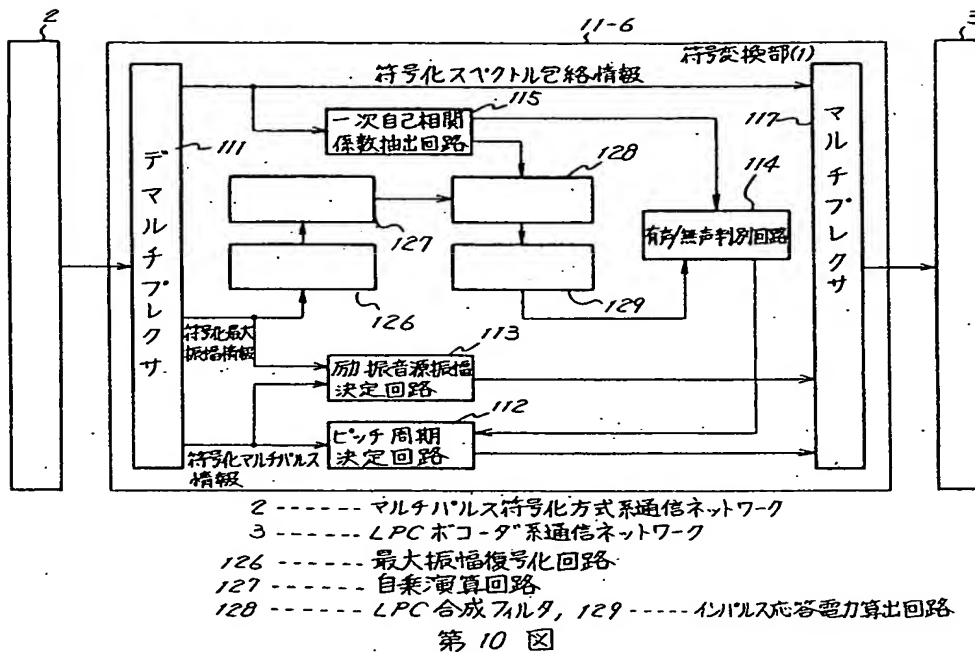
第 4 図

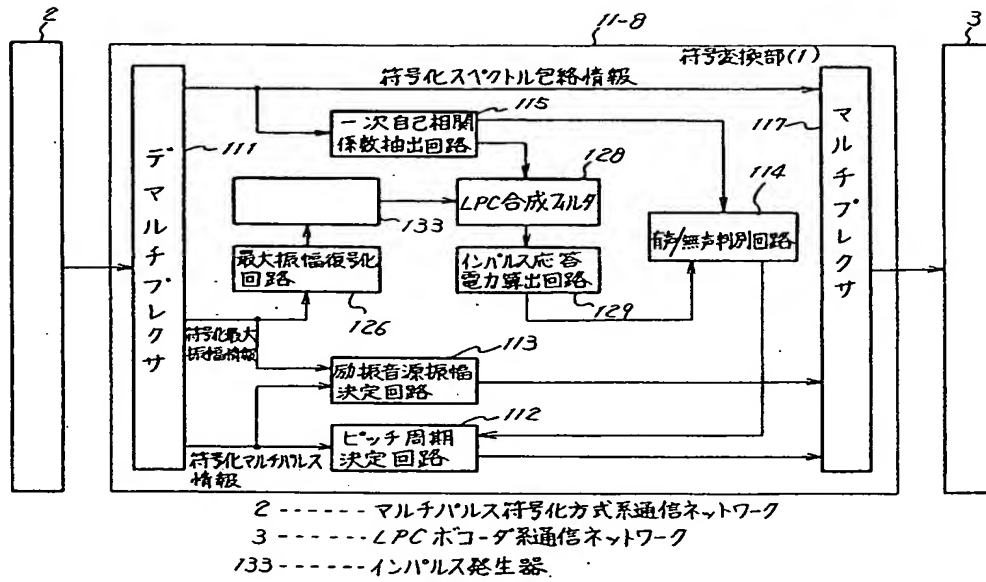


第 5 図

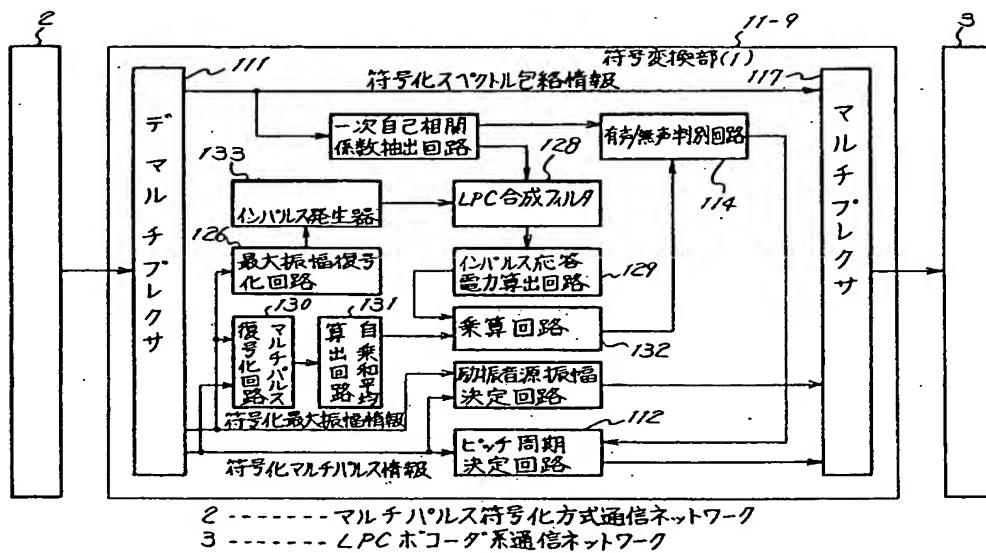








第 12 図



第 13 図